

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

外部からの制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振するSAW共振子と、前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振子と、前記バッファとにより前記正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記SAW共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする電圧制御型発振器。

【請求項 2】

前記バッファは、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする請求項1に記載の電圧制御型発振器。

【請求項 3】

前記差動増幅器は、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする請求項2に記載の電圧制御型発振器。

【請求項 4】

前記バッファは、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有するクロック信号として出力する少なくとも1つの第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記

第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする請求項1に記載の電圧制御型発振器。

【請求項5】

前記SAW共振子は、オイラー角が $(0, 113^{\circ} \sim 135^{\circ}, \pm(40^{\circ} \sim 49^{\circ}))$ にある面内回転STカット水晶板を用いることを特徴とする請求項1乃至請求項4のいずれか一項に記載の電圧制御型発振器。

【請求項6】

前記バッファの反転入力端子と前記SAW共振子の帰還ループ後段側の端子との間に、前記バッファの非反転入力端子及び反転入力端子の間に所定の電位差を発生させるためのインピーダンス回路と、前記インピーダンス回路と並列に負の温度特性を有するNTCサーミスタとを備えていることを特徴とする請求項1乃至請求項5のいずれか一項に記載の電圧制御型発振器。

【請求項7】

供給される制御電圧により周波数に変化し、帰還ループ用出力信号を出力する電圧制御型発振器と、前記電圧制御型発振器からの前記帰還ループ用出力信号と外部からの入力信号との位相を比較し、位相差信号を出力する位相比較部と、前記位相差信号を平滑化し前記制御電圧を生成するループフィルタとにより帰還ループを形成し構成されるクロック変換器であって、前記電圧制御型発振器は、前記制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振するSAW共振子と、前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号及び前記帰還ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振子と、前記バッファとにより正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記SAW共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とするクロック変換器。

【請求項8】

前記バッファは、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び

反転出力端子のうち、いずれか一方は前記帰還ループ用出力信号を出力し、他方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする請求項7に記載のクロック変換器。

【請求項9】

前記差動増幅器は、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする請求項8に記載のクロック変換器。

【請求項10】

前記バッファは、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有し、少なくとも1つのクロック信号を出力するとともに、前記帰還ループ用出力信号を出力する複数の第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする請求項7に記載のクロック変換器。

【請求項11】

前記SAW共振子は、オイラー角が $(0, 113^{\circ} \sim 135^{\circ}, \pm(40^{\circ} \sim 49^{\circ}))$ にある面内回転STカット水晶板を用いることを特徴とする請求項7乃至請求項10のいずれか一項に記載のクロック変換器。

【請求項12】

前記バッファの反転入力端子と前記SAW共振子の帰還ループ後段側の端子との間に、前記バッファの非反転入力端子及び反転入力端子の間に所定の電位差を発生させるためのインピーダンス回路と、前記インピーダンス回路と並列に負の温度特性を有するNTCサーミスタとを備えていることを特徴とする請求項7乃至請求項11のいずれか一項に記載のクロック変換器。

【請求項13】

請求項 7 乃至請求項 1 2 のいずれか一項に記載のクロック変換器を備えたことを特徴とする電子機器。

【書類名】明細書

【発明の名称】電圧制御型発振器、クロック変換器及び電子機器

【技術分野】

【0001】

本発明は、電圧制御型発振器、クロック変換器及び電子機器に関し、より詳細には、SAW共振子を用いて自己に起因する周波数変動の少ない電圧制御型発振器と、数kHz（例えば、8kHz）台の基本クロック信号を数百MHz（例えば、622.08MHz）以上の高周波のクロック信号に変換するためのクロック変換器及びこのクロック変換器を用いた電子機器に関するものである。

【背景技術】

【0002】

携帯電話などの通信機器では、発振器からのクロック信号に基づいて通信データの送受信が行われる。そして、通信ネットワークのブロードバンド化が進み、市場の要求も400MHzを超える高周波帯に移り、この高周波帯においてデータの送受信が行われるようになってきている。近年の通信機器を始めとする電子機器においては、通信速度の高速化の要請から高周波発振器に対して、高周波帯域で周波数安定度が高いこと、通信機器の実用温度範囲において温度補償されていること、さらに、高周波発振器から出力されるクロック信号のジッタが少ないことが望まれている。特に、近年、急成長を見せているギガビット帯を使用したイーサネット（登録商標）やファイバーチャネル等の高速ネットワーク市場において、高周波発振器のジッタに起因する通信エラーの発生を防止するため、ジッタが極めて少なく高安定化された高周波発振器が要求されている。

【0003】

図22は、従来の一般的に用いられるコルピッツ型の電圧制御型発振器の構成を示す回路図である。

【0004】

近年において、電圧制御型発振器（VCO：Voltage Controlled Oscillator）としては、図22に示すように、SAW（Surface Acoustic Wave：弾性表面波）共振子を用いたコルピ

ツツ型の電圧制御型SAW発振器 (VCSO: Voltage Controlled SAW Oscillator) ICが使用されている。SAW共振子は、圧電基板上にすだれ状の励振電極と梯子状の反射器を配置し、励振電極で励振された表面波を反射器で反射させることで定在波を発生させ、共振子として機能するものである。このSAW共振子は、振動エネルギーがSAW共振子表面に局在して主振動以外の副振動と結合しにくいいため、後述する水晶振動子と比較すると、所定の周波数以外には共振点は存在しないという利点がある。SAW共振子は、自己の共振周波数が数100MHz～数GHzであり、高周波発振回路に用いられている。

【0005】

又、従来の電圧制御型SAW発振器 (VCSO) として、例えば、特許文献1に示すように可変容量ダイオード51を備えた容量性リアクタンス回路5を付加し電圧制御型SAW発振器 (VCSO) の温度補償を行っているものもある。

【0006】

又、電圧制御型発振器の発振デバイスとして、従来から、数10MHzで発振するATカット型的水晶振動子 (以下、AT水晶振動子という) が使用され、これを用いた電圧制御型水晶発振器 (VCXO: Voltage Controlled Crystal Oscillator) がある。

【0007】

図23は一般的な電圧制御型水晶発振器の構成を示すブロック図である。図23において、この電圧制御型水晶発振器 (VCXO) 1Dは、数10MHzで振動するAT水晶振動子とコルピッツ型発振回路81から成る発振部84と、逡倍回路82と、差動変換回路83とから構成されている。そのコルピッツ型発振回路81では、外部からの制御電圧 V_c を入力し、一定の範囲で発振周波数を可変できる。AT水晶振動子としては、上記の15.5MHzが限界であり、数100MHz以上の高周波信号を出力するために逡倍回路82を設けている。例えば、図23に示すように、コルピッツ型発振回路81が15.52MHzのクロック信号を生成して62.208MHzの高周波のクロック信号を出力するために、逡倍回路82で、周波数を4倍に逡倍している。さらに、図23の電圧制御型

水晶発振器 1 D は、図示しない負荷回路との相互の影響を考慮して、複数の出力が取り出せる差動変換回路 8 3 を設けて、差動出力信号が取り出せるようになっている。

【0008】

次に、上記で説明した電圧制御型発振器 (VCO) を応用した、低周波のクロック信号を高周波のクロック信号に変換するクロック変換器について、説明する。

【0009】

図 2 4 は、電圧制御型 SAW 発振器 1 C を用いた従来のクロック変換器の構成を示すブロック図である。クロック変換器 5 0 b は、入力分周回路 (分周比: $1/P$) 5 1、位相比較回路 (PD) 5 2、ループフィルタ (LF) 5 3、電圧制御型 SAW 発振器 1 C、帰還分周回路 (分周比: $1/N$) 5 4、およびバッファ回路 5 6 によって構成されている。このクロック変換器 5 0 b は一般的な PLL 回路の構成を採用したものである。

【0010】

高速のクロック信号に変換するためのクロック変換器の特性条件としては、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号が同期していることが必要である。そのため、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号の変換比は整数倍であり、且つ、入力側のクロック信号と出力側のクロック信号の立ち上がり、立ち下りは一致していることが必要である。このような特性条件を実現させるために、一般的に PLL 回路を用いたクロック変換器による位相同期および周波数変換が行われている。近年では、通信速度が高速化されるにつれて、数 kHz (例えば、8 kHz) 台の基本クロック信号を数百 MHz (例えば、622.08 MHz) 以上の高周波クロック信号に変換するための高速通信用のクロック変換器が実現されている。クロック変換器 5 0 b の例では、ジッタを含んだ 155.52 MHz のクロック信号 F 1 が入力分周回路 (分周比: $1/P$) 5 1 に入力されると、バッファ回路 5 6 からジッタが低減された 622.08 MHz のクロック信号 F 2 が出力される。

【0011】

このクロック変換器はPLL回路の構成を採用したものであることは前述したが、この構成を採用した例として、特許文献2に示したデジタルシステムのクロック信号を供給する位相同期回路がある。

【0012】

又、温度特性の改善を図った改善型のSAW共振子（以降、単にSAW共振子と呼ぶ）が実現されている。このSAW共振子は、従来のSAW共振子に比べて温度特性が良くなるようなカット角度でカットした水晶片を用いることにより、2次温度係数 β が -1.6×10^{-8} 程度となり、従来のSAW共振子に比べて周波数温度特性が2分の1程度まで改善されている。尚、このSAW共振子のデバイス技術については、特許文献3に報告されている。

【0013】

【特許文献1】特開平6-61846号公報（段落0006，第1図）

【特許文献2】特開平5-110427号公報（段落0010，第1図）

【特許文献3】特許3216137号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

上記した電圧制御型発振器やクロック変換器は以下に示すような課題（問題点）があった。

【0015】

従来のSAW共振子を搭載した電圧制御型SAW発振器において、次に述べるような課題があった。

【0016】

(1) 図25は、AT水晶振動子と従来のSAW共振子のそれぞれの周波数温度特性の比較を示す図である。即ち、図25に示すように、従来のSAW共振子はAT水晶振動子に比べて温度変化に対する周波数偏差の変動が大きいため、電圧制御型SAW発振器の周波数可変範囲を電圧制御型水晶発振器のそれに比べて広く取らなければならないという課題があった。

【0017】

この課題について、図 2 4 に示したクロック変換器に基づいて、具体的に説明する。

【0018】

クロック変換器は、外部からジッタを多く含んだクロック信号 F 1 を入力した場合でも、ジッタが低減された出力側のクロック信号 F 2 と同期がとれるようにするために、広範囲な周波数可変範囲に亘り周波数制御が必要である。米国の S O N E T (S y n c h r o n o u s O p t i c a l N E T w o r k) 方式におけるシステムの周波数精度 (以下、システム精度という) は $\pm 20 \text{ ppm}$ であり、その精度以内で補償することが義務づけられている。このシステム精度については、クロック変換器内の電圧制御型 S A W 発振器がその責務を負っている。例えば、電圧制御型 S A W 発振器がそのシステム精度を補償するために必要とする周波数可変範囲は、次の 3 つの内容が含まれる。即ち、その可変範囲は、S O N E T 方式のシステム精度と、電圧制御型 S A W 発振器自身の周波数偏差 (以下、自己の偏差という) と、電圧制御型 S A W 発振器の経年変化による周波数変動 (以下、経年変化という) とを考慮した範囲である。

【0019】

又、電圧制御型 S A W 発振器自身の周波数偏差としては、製造上の周波数偏差 (いわゆる製造ばらつき) と図 2 5 に示すような自己の温度変動による周波数偏差とが含まれている。電圧制御型水晶発振器を用いた場合の周波数可変範囲についても同様である。尚、自己の偏差のうち、温度変化による周波数偏差は、図 2 5 に示すように、温度変化が使用温度範囲において、A T 水晶振動子は 20 ppm 程度、従来の S A W 共振子は 60 ppm 程度である。

【0020】

(2) 電圧制御型 S A W 発振器は、自己に起因する周波数変動により、電圧制御型水晶発振器に比べて、システム精度を補償するために必要な周波数可変範囲を広くとらなければならないという課題があった。

【0021】

この課題について、電圧制御型 S A W 発振器や電圧制御型水晶発振器のそれぞれの周波数可変範囲について、具体的に、試算して説明する。

F009854

【0022】

電圧制御型SAW発振器の周波数可変範囲は、システム精度+自己の偏差+経年変化 $=\pm 20\text{ ppm}+\pm 150\text{ ppm}+\pm 10\text{ ppm}=\pm 180\text{ ppm}$ となる。一方、電圧制御型水晶発振器の場合の周波数可変範囲は、システム精度+自己の偏差+経年変化 $=\pm 20\text{ ppm}+\pm 50\text{ ppm}+\pm 10\text{ ppm}=\pm 80\text{ ppm}$ である。両者の周波数可変範囲の数値から判るように、電圧制御型SAW発振器の周波数可変範囲は、電圧制御型水晶発振器の周波数可変範囲と比較して、100ppm程度可変幅が大きい。

【0023】

(3) 近年の低消費電力化に呼応して、クロック変換器の発振回路に供給される電源電圧の低電圧化が進んでいる。具体的には、現在の電源電圧は3.3Vが主流であるが、今後、さらに低い電源電圧（例えば、2.5V）への動きが強まっている。このように電源電圧が低電圧化すると、クロック信号の周波数を可変させるための制御電圧を広く変化させることができないため、必要な周波数可変範囲が狭くなり、システム精度の仕様を満足させることができなくなるという虞があった。この課題は、システム精度の仕様を広げるという要請があったとき、この仕様を満足させることができないという課題でもあった。

【0024】

この課題は、電圧制御型SAW発振器と電圧制御型水晶発振器とに共通して云えることである。特に、電圧制御型SAW発振器は、上述のように自己に起因する周波数変動が大きいので周波数可変範囲を確保することが難しく、システム精度を満足させることができない。

【0025】

(4) 従来の電圧制御型発振器（VCO）やこれを用いたクロック変換器には、特性や構成上、装置自体が大型化され、近年の超小型化、低コスト化という要請に応えられないという課題があった。

【0026】

この課題について、具体的に説明する。

F009854

【0027】

(4-1) 図23に示す従来の電圧制御型水晶発振器1Dを構成するAT水晶振動子は、副振動が近接すると温度条件によっては主振動と重なり合って複雑な振動が発生したり、不要なスプリアス（つまり、不要な振動）が発生したりする。また、逡倍回路82は、主振動に基づいて高調波信号を発生させ、必要な高調波を所定の高周波信号として選択し、周波数の変換を図っている。このとき、不要な高調波は、その周波数帯とそのレベルによって雑音として残ることがある。従って、AT水晶振動子に起因する不要な振動の結合、不要なスプリアス、および逡倍回路82で生成される不要な高調波などがジッタの発生要因となり、出力されるクロック信号のジッタを増大させるという課題があった。

【0028】

(4-2) 図23に示す従来の電圧制御型水晶発振器1Dにおいては、逡倍回路82や差動変換回路83を必要とするため大型化する虞がある。又、特許文献1の第1図が示すように、電圧制御発振器は、SAW共振器2の等価インダクタンスの温度変化を打ち消すために可変容量ダイオード51やインダクタンス52等を備えた温度補償用の容量性リアクタンス回路5を新たに必要とする。このため、多くの部品が搭載される結果、電圧制御発振器が大型化してしまうという課題があった。

【0029】

(4-3) 図24に示す従来のクロック変換器50bにおいても、次のような構成上の課題がある。即ち、電圧制御型SAW発振器の出力をPLL回路の帰還ループ（以下、単に、帰還ループと称する）用出力信号とクロック変換器50bとしての出力信号とを兼用させるため、図示しない負荷回路との相互の影響を軽減するためのバッファ回路56を必要とする。この結果、上記と同様に、クロック変換器が大型化してしまう虞が生じることになる。又、特許文献2の第1図に示す位相同期回路も、電圧制御発振器104の出力信号が帰還ループ用出力信号と位相同期回路としての出力信号を兼用させた構成を採用し、上記のクロック変換器と同様、バッファ回路を必要とする課題がある。

F009854

【0030】

本発明は、上記のような課題を解決するためになされたもので、(1) 自己に起因する周波数変動を低減し、制御電圧幅の少ない電圧制御型発振器を得ることを目的とする。

【0031】

(2) 高周波発振信号を得るための逡倍回路や差動型変換回路を用いることなく、かつ周波数温度補償のための専用回路を必要としない超小型化、低コスト化が図られた電圧制御型発振器を得ることを目的とする。

【0032】

(3) 発振源に起因する不要な振動の結合やスプリアス及び締倍回路からの不要な高調波をなくして、ジッタの低減が図られた電圧制御型発振器を得ることを目的とする。

【0033】

(4) 周波数変動の少ない電圧制御型発振器を備え、かつ外部にバッファ回路を必要としないクロック変換器を得ることを目的とする。

【0034】

(5) 制御電圧幅が狭くジッタの少ない超小型化、低コスト化が図られたクロック変換器を用いた電子機器、例えば、光ネットワーク通信機器を得ることも目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0035】

本発明の電圧制御型発振器は、外部からの制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振するSAW共振子と、前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振子と、前記バッファとにより前記正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度

F009854

特性を利用して、前記SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記SAW共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする。

【0036】

上記構成によれば、周波数温度特性が改善されたSAW共振子を使用し、さらに、バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、SAW共振子の周波数温度特性を補正しているので、従来のAT水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性を有する電圧制御型発振器が得られるという効果がある。

【0037】

本発明の電圧制御型発振器は、前記バッファが、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

【0038】

上記構成によれば、従来のAT水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性を得られる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅を狭くすることができ、併せて、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償することができる。又、専用の温度補償回路を新たに設ける必要がないので、発振回路の大規模化が抑制され超小型化、低価格化が図られた電圧制御型発振器が得られる。又、ATカット型水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや逡倍回路の高調波が存在しないので、これらに起因したジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができるという効果がある。

【0039】

本発明の電圧制御型発振器は、前記差動増幅器として、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする。

F009854

【0040】

上記構成によれば、集積回路化が容易となるので、その電圧制御型発振器の小型化、低消費電力化を図ることができ、かつ高速で動作させることができるという効果がある。

【0041】

本発明の電圧制御型発振器は、前記バッファが、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有するクロック信号として出力する少なくとも1つの第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

【0042】

上記構成によれば、従来のAT水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性が得られる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅を狭くすることができ、併せて、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償することができる。又、専用の温度補償回路を新たに設ける必要がないので、発振回路の大規模化が抑制され超小型化、低価格化が図られた電圧制御型発振器が得られる。又、ATカット型水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや逡倍回路の高調波が存在することがないので、これらに起因してジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができる。そして、バッファ内部における第3の増幅器の出力から帰還ループ用出力信号を出力することにより、バッファの外部に外付け用バッファ回路を追加する必要がなくなる。このバッファ回路を不要とする結果、電圧制御型発振器の部品点数が削減され、さらに、超小型化、低価格化を図ることができる。又、第1の増幅器の出力信号をバッファ内部に設けた複数の第3の増幅器に分配することができるので、帰還ループ用出力信号と外部に出力されるクロック信号との間に位相差が生じることがなくなるという効果がある。

【0043】

F009854

本発明の電圧制御型発振器は、前記SAW共振子が、オイラー角が $(0, 113^{\circ} \sim 135^{\circ}, \pm(40^{\circ} \sim 49^{\circ}))$ にある面内回転STカット水晶板を用いることを特徴とする。

【0044】

上記構成によれば、上記のようにオイラー角を考慮したSTカット水晶板を用いたSAW共振子を採用することにより、従来のSAW共振子と比べて周波数温度特性が良好な特性を得ることができる。例えば、 -5°C において、本発明のSAW共振子における周波数温度特性は、従来のSAW共振子の周波数温度特性に比べてほぼ $1/2$ 程度にまで改善されるという効果がある。

【0045】

本発明の電圧制御型発振器は、前記バッファの反転入力端子と前記SAW共振子の帰還ループ後段側の端子との間に、前記バッファの非反転入力端子及び反転入力端子の間に所定の電位差を発生させるためのインピーダンス回路と、前記インピーダンス回路と並列に負の温度特性を有するNTCサーミスタとを備えていることを特徴とする。

【0046】

上記構成によれば、共振回路のNTCサーミスタの高温域における位相を大きく変化させているので、帰還型の電圧制御型SAW発振回路の周波数温度特性が改善され、周囲の環境が高温になったとしても、周波数の安定した発振回路が得られるという効果がある。

【0047】

本発明のクロック変換器は、供給される制御電圧により周波数が変化し、帰還ループ用出力信号を出力する電圧制御型発振器と、前記電圧制御型発振器からの前記帰還ループ用出力信号と外部からの入力信号との位相を比較し、位相差信号を出力する位相比較部と、前記位相差信号を平滑化し前記制御電圧を生成するループフィルタとにより帰還ループを形成し構成されるクロック変換器であって、前記電圧制御型発振器は、前記制御電圧により入力信号の位相を所定量ずらした出力信号として出力する電圧制御移相回路と、所定の共振周波数で共振するSA

F009854

W共振子と、前記SAW共振子からの信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力するとともに正帰還発振ループ用出力信号及び前記帰還ループ用出力信号を出力するバッファとを備え、前記電圧制御移相回路と、前記SAW共振子と、前記バッファとにより正帰還発振ループを形成し、前記バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用して、前記SAW共振子の周波数温度特性を所定量回転させ前記SAW共振子の周波数温度特性を補正することを特徴とする。

【0048】

上記構成によれば、AT水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保される電圧制御型SAW発振器を使用して、狭い制御電圧幅で、市場から要求されているシステム精度を満足するクロック変換器を得ることができる。又、従来の制御電圧幅による周波数可変範囲とした場合多くのマージンが確保される結果、システム側からのシステム精度の拡張という仕様変更に対して容易に応じることができるという効果がある。

【0049】

本発明のクロック変換器は、前記バッファが、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、非反転出力端子及び反転出力端子のうち、いずれか一方は前記帰還ループ用出力信号を出力し、他方は前記正帰還発振ループ用出力信号を出力する第2の差動増幅器と、前記第1の差動増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数のクロック信号として出力する第3の差動増幅器とを備え、前記バッファの伝播遅延時間が、前記第1の差動増幅器とこれに接続された前記第2の差動増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

【0050】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅で電圧制御型SAW発振器の周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても容易に周波数可変範囲を補償して、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。さらに、電圧制御型SAW発振器の出力に外付用のバッファ回路を設ける必要がないので、超小型化、低価格化が図られたクロック変換器を得ることができるという効果がある。

F009854

【0051】

本発明のクロック変換器は、前記差動増幅器が、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路であることを特徴とする。

【0052】

上記構成によれば、集積回路化が容易となり、小型化、低消費電力化が図られた電圧制御型SAW発振器を使用して、高速で動作することのできる小型で安価なクロック変換器が得られるという効果がある。

【0053】

本発明のクロック変換器は、前記バッファが、前記SAW共振子からの信号を増幅して出力する第1の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、前記正帰還発振ループ用出力信号として出力する第2の増幅器と、前記第1の増幅器からの出力信号を入力し、所定の周波数を有し、少なくとも1つのクロック信号を出力するとともに、前記帰還ループ用出力信号を出力する複数の第3の増幅器とを備え、前記伝播遅延時間は、前記第1の増幅器とこれに接続された前記第2の増幅器との間の伝播遅延時間であることを特徴とする。

【0054】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅で電圧制御型SAW発振器の周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても容易に周波数可変範囲を補償して、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。又、電圧制御型SAW発振器内の出力側に外付け用バッファ回路を設ける必要がなくなるので、部品点数が削減され、超小型化、低価格化を図られたクロック変換器が得られるという効果がある。

【0055】

本発明のクロック変換器は、前記SAW共振子は、オイラー角が $(0, 113^{\circ} \sim 135^{\circ}, \pm(40^{\circ} \sim 49^{\circ}))$ にある面内回転STカット水晶板を用いることを特徴とする。

【0056】

F009854

上記構成によれば、上記のようにオイラー角を考慮したS Tカット水晶板を用いたS A W共振子を採用した電圧制御型S A W発振器を使用しているので、周波数温度特性が良好なクロック変換機を得ることができるという効果がある。

【0057】

本発明のクロック変換器は、前記バッファの反転入力端子と前記S A W共振子の帰還ループ後段側の端子との間に、前記バッファの非反転入力端子及び反転入力端子の間に所定の電位差を発生させるためのインピーダンス回路と、前記インピーダンス回路と並列に負の温度特性を有するN T Cサーミスタとを備えていることを特徴とする。

【0058】

上記構成によれば、N T Cサーミスタの高温域における位相を大きく変化させることにより、帰還型の電圧制御型S A W発振回路の周波数温度特性が改善され、周囲の環境が高温になったとしても、周波数の安定したクロック変換器が得られるという効果がある。

【0059】

本発明の電子機器は、上記したクロック変換器を備えたことを特徴とする。

【0060】

上記構成によれば、狭い制御電圧幅でも周波数可変範囲が補償されて、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できる。これにより、ジッタの多いクロック信号が入力されても不要なジッタが大幅に削減されたクロック信号により、送受信データとクロック信号間におけるタイミングマージンが確保できる。従って、本発明によるクロック変換器を適用した電子機器、例えば、光トランシーバモジュールにおいて、広い環境温度に渡り、誤動作することなく光ネットワークを介して安定したデータ送受信を行うことができる。併せて、S A W共振子の周波数温度特性を補正するに際し、専用の温度補償回路を不要とする等の超小型化、低価格化を図った電圧制御型発振器を用いたクロック変換器を備える結果、光トランシーバ用モジュールの小型化、低価格化を実現できるという効果がある。

F009854

【発明を実施するための最良の形態】

【0061】

以下、本発明の実施形態を図面に基づいて詳細に説明する。

【実施例1】

【0062】

まず、実施例1の形態について、説明する。

【0063】

(1) 本実施形態の構成<電圧制御型SAW発振器の構成>図1は、電圧制御型SAW発振器(VCSO)1Aの構成を示すブロック図である。電圧制御型SAW発振器1Aは、3つの差動増幅器21, 22, 23を内蔵するバッファ2aと、所定の共振周波数で共振するSAW共振子Xと、外部からの制御電圧 V_c に基づいて発振信号の位相を所定量シフトし、SAW共振子Xの共振周波数を可変させる電圧制御移相回路3と、インピーダンス回路(Z_d)4とから成り、さらに、NTCサーミスタ(R_t)5をインピーダンス回路(Z_d)4に並列に接続した構成を採る。又、少なくとも、発振用差動増幅器(第1の差動増幅器)21と、帰還バッファ用差動増幅器(第2の差動増幅器)23と、電圧制御移相回路3と、SAW共振子Xとにより正帰還発振ループが形成される。

【0064】

バッファ2aから出力され、これの外部から基準バイアス電圧 V_{BB} が、発振用差動増幅器21の反転入力端子D2に供給される。

【0065】

本実施形態は、従来のSAW共振子の周波数温度特性の改善が図られたSAW共振子Xを用い、併せて、バッファ2aの伝播遅延時間の温度特性を利用するものである。即ち、この伝播遅延時間の温度特性を利用し、そのSAW共振子Xの周波数温度特性をさらに補正することで、電圧制御型SAW発振器1Aの周波数温度特性がAT水晶振動子を用いた場合とほぼ同程度の特性を得ることができる。

【0066】

F009854

図2は、ECLラインレシーバの回路構成を示す回路図である。

【0067】

前述した3つの差動増幅器21, 22, 23は、図2に示すECLラインレシーバ(Emitter-Coupled Logic エミッタ結合論理)を用いた差動増幅回路である。ECLラインレシーバは、低消費電力であり、かつ高速動作が可能であるので高周波発振器に用いられている。又、図2に示すように、SAW共振子Xからの共振信号を増幅する差動増幅器21, 22, 23は、ECLラインレシーバを用いた差動増幅回路から構成されるので、集積回路化が容易であり、電圧制御型SAW発振器1Aの小型化を実現することができる。

【0068】

発振用差動増幅器21では、SAW共振子Xからの所定の共振周波数fの信号が発振用差動増幅器21の非反転入力端子D1に入力される。そして、相互の位相差が180度である出力信号が、非反転出力端子Q+と反転出力端子Q-から出力される。

【0069】

出力用差動増幅器(第3の差動増幅器)22は、発振用差動増幅器21からの出力信号を波形整形し所定の発振周波数、例えば、622.08MHzのクロック信号Fとして出力する。

【0070】

帰還バッファ用差動増幅器23はバッファ機能を有する差動増幅器であり、出力端子Q1, Q2のいずれかは正帰還発振ループ用の出力端子として用いられる。

【0071】

ECLラインレシーバを用いた帰還バッファ用差動増幅器23のそれぞれの出力端子Q1, Q2に、図示しないエミッタ終端抵抗がバッファ2aの外付け用としてそれぞれ接続される。図2には、エミッタ終端抵抗R6, R7を出力端子OUT-, OUT+のそれぞれに接続した状態が示されている。

【0072】

F009854

図3は、電圧制御移相回路3の具体的な構成を示す回路図である。電圧制御移相回路3は、外部からの制御電圧 V_c に基づいて電圧制御型SAW発振器1Aの位相条件を満足させるため、帰還バッファ用差動増幅器23からの出力信号SQ1又はSQ2のいずれかを所定の位相量に調整する。

【0073】

インピーダンス回路(Zd)4は、発振用差動増幅器21の反転及び非反転入力端子間に電位差が生じるように、発振用差動増幅器21の非反転及び反転のそれぞれの入力端子間に接続される。

【0074】

正帰還発振ループで生成された発振信号は、図1の差動増幅器21、22を介して出力端子T+、T-からクロック信号として出力される。

【0075】

<帰還バッファ用差動増幅器の出力端子>本実施形態は、前述した帰還バッファ用差動増幅器23の空き端子となっている他の出力端子Q1を正帰還発振ループ用出力以外の用途に用いるというものである。即ち、出力端子Q1を、出力端子LP0を介して後述するクロック変換器の帰還ループ用出力信号の出力とする。

【0076】

図1に示すように、電圧制御型SAW発振器1Aの出力端子LP0を介して、後述する図18に示すクロック変換器における帰還ループ用出力信号Sが出力される。尚、正帰還発振ループ用出力信号を出力端子Q1から、帰還ループ用出力信号を出力端子Q2からそれぞれ出力させてもよい。

【0077】

(2) SAW共振子の周波数温度特性の改善次に、従来のSAW共振子の周波数温度特性の改善が図られたSAW共振子について説明する。

【0078】

現在、従来のAT水晶振動子を使った電圧制御型水晶発振器の高周波化に対応するために従来のSAW共振子を使った電圧制御型SAW発振器が普及している

F009854

。しかし、「発明が解決しようとする課題」で説明したように、従来のSAW共振子は温度変化に対する周波数変動が大きく、システム精度を補償するための周波数可変範囲のマージンを狭くしている。そこで、これに代えて温度特性の改善を図ったSAW共振子が実現されている。

【0079】

本実施形態に用いられるSAW共振子は、従来のSAW共振子に比べて温度特性が良くなるようなカット角度でカットした水晶片を用いている。このSAW共振子は、2次温度係数 β が -1.6×10^{-8} 程度となり、従来のSAW共振子に比べて周波数温度特性が2分の1程度まで改善されている。以下、本実施形態に用いられるSAW共振子について詳細に説明する。

【0080】

図4は、本実施形態のSAW共振子に使用される水晶片の結晶軸に対するカット角度を示す図である。図4に示すように、水晶の結晶軸は、電気軸（X軸）、機械軸（Y軸）、光軸（Z軸）によって定義される。まず、オイラー角（ ϕ 、 θ 、 ψ ）が（0, 0, 0）の水晶Z板2が、電気軸（X軸）まわりに $\theta = 113 \sim 135$ 度回転させた水晶板1からその結晶軸（X, Y', Z'）に沿って切り出される。なお、このようなカット方法をSTカットという。このようにSTカットされた水晶板1のZ'軸まわりに、さらに $\phi = \pm (40 \sim 49)$ 度回転させ、弾性表面波の伝播方向がこの方向となるように作製された圧電振動子が、Z'軸まわりに面内回転させたSTカット型のSAW共振子Xである。

【0081】

この面内回転によるSTカット型のSAW共振子Xは、周波数変化率が小さくて温度特性が極めてよいことが知られており、その温度特性は、変曲点が 110°C 近辺にある3次関数温度特性である。SAW共振子Xは、この3次関数温度特性において、常温範囲に位置する極大値もしくは極小値温度を頂点温度とし、一次係数項の調整により常温範囲外に位置する変曲点まわりに温度特性を回転させて、頂点温度を常温範囲の最適値に調整するように構成したものである。

【0082】

F009854

すなわち、水晶板を電気軸（X軸）まわりに $\theta = 113 \sim 135$ 度回転させて得られるSTカット型的水晶板1を、さらに、Z'軸まわりに $\phi = \pm (40 \sim 49)$ 度だけ面内回転させたSTカット型的水晶板（水晶片）を設定する。その範囲内で、さらに温度特性が極値を持つ範囲を選定し、この範囲内で面内回転角を調整し、温度特性の極大値もしくは極小値温度を常温範囲の最適値に調整して温度特性を調整する。それを説明したものが図5である。

【0083】

図5は、本実施形態のSAW共振子における周波数温度特性を示す図である。図5に示すように、Z'軸まわりに面内回転させたSTカット型のSAW共振子の温度特性は変曲点温度が約 110°C であり、常用温度範囲は、それより低い温度領域 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ であるので、変曲点より低い温度領域に位置する極大値を有する特性領域を使用する（図5において四角で囲んだ部分）。3次関数温度特性の場合には変曲点を移動することが困難であるので、一次係数項を調整し、特性線を変曲点まわりに回転させる。

【0084】

図5に示す実線が基本特性線である場合、その極大値P1を使用温度範囲Tzの中央に位置するように、特性線を変曲点まわりに回転させて新たに破線で示しているような特性線を得る。これにより、あたかも、使用温度範囲で頂点温度を平行移動したかの如く、極大値温度がP1からP2に移動し、使用温度範囲において周波数変化率を最小にすることができる。

【0085】

図6は、AT水晶振動子、従来のSAW共振子、および本実施形態のSAW共振子の周波数温度特性を比較した図である。それぞれの周波数は、AT水晶振動子が 80MHz 、従来のSAW共振子が 125MHz 、本実施形態のSAW共振子が 625MHz のものを使用しているが、基本的な周波数温度特性は使用する周波数には依存されない。

【0086】

F009854

(3) 伝播遅延時間による周波数温度特性の補正本項において、前述した本実施形態のSAW共振子を用い、これの周波数温度特性をさらに補正する方法について説明する。

【0087】

図6に示したように、本実施形態のSAW共振子は、従来のAT水晶振動子に比べて周波数の温度特性が劣っている。このため、本実施形態は、電圧制御型SAW発振器1Aを構成するバッファ2aの伝播遅延時間の温度特性を利用してSAW共振子の周波数温度特性を補正するというものである。

【0088】

この場合のバッファ2aの伝播遅延時間とは、図1に示す電圧制御型SAW発振器1Aにおいて、発振用差動増幅器21とこれに直列に接続される帰還バッファ用差動増幅器23とで構成され、発振用差動増幅器21の入力端子D1（又は、D2）と帰還バッファ用差動増幅器23の出力端子Q1（又は、Q2）との端子間での入力信号と出力信号との位相遅れを時間で表わしたものである。

【0089】

ここで、SAW共振子の周波数温度特性を補正する方法について説明するに当たり、図3に示す電圧制御移相回路3を構成するコンデンサC_oの容量値は温度に依存しないものとする。同様に、他の受動素子についても温度依存性はないものとする。又、可変容量ダイオードC_vの容量値による位相量は温度依存性を有するが、バッファ2aの伝播遅延時間による位相量と比べて十分小さいので、ここでは、考慮しないものとする。又、ここで説明するSAW共振子Xが、図7に示すような周波数温度特性、即ち、25℃以上の温度範囲では、正の周波数偏差を持ち、頂点温度が高温域にあるものを基本にして説明する。

【0090】

図8は、バッファ2aの伝播遅延時間の温度特性を示し、図8(a)は、一例としてのバッファ2aの伝播遅延時間と温度特性との相関図、図8(b)は、実在する製品のバッファ2aの伝播遅延時間と温度特性との相関を示す図である。

【0091】

F009854

図 8 (a) によれば、この伝播遅延時間の特性は、温度が高くなるほどその遅延時間が大きくなるという正の温度特性を有している。

【 0 0 9 2 】

電圧制御型 S A W 発振器 1 A の発振条件を成立させる位相条件は、その帰還回路の移相量が 3 6 0 度であるという点である。即ち、環境温度が高温になり、このときの伝播遅延時間が、常温 (2 5 ℃) における値よりも大きくなっても、発振の位相条件は 3 6 0 度であることは変わらない。従って、発振用差動増幅器 2 1 と帰還バッファ用差動増幅器 2 3 との間の遅れ位相が大きくなると、S A W 共振子 X の周波数の周期に応じた前述の伝播遅延時間に相当する位相量となるように共振周波数 f が低下する。

【 0 0 9 3 】

図 9 は、S A W 共振子 X の位相一周波数特性を示す図である。

【 0 0 9 4 】

今、環境温度が常温 (2 5 ℃) T_a から高温 T_b に推移し、常温における S A W 共振子 X の共振周波数 f_a は、図 7 に示すように高い周波数 f_b ($= f_a + \Delta f$) に変化するものとする。この共振周波数 f_b への変化に対して、前述の伝播遅延時間に相当する遅れ位相量により補正されて、図 9 に示す位相一周波数特性上を b 点から c 点の方向に移行し進み位相が小さくなる結果、S A W 共振子の共振周波数 f_c に推移することになる。即ち、環境温度が高温に推移し S A W 共振子 X の共振周波数が上昇した分をバッファ 2 a の伝播遅延時間で補正されて、S A W 共振子 X の共振周波数が低下することになる。

【 0 0 9 5 】

図 8 (b) は、実在する製品としての、オンセミ社 (O N S E M I) 製の製品名「M C 1 0 0 E P 1 6 V C」と、アリゾナマイクロテック社 (A R I Z O N A M I C R O T E C) 製の製品名「A Z 1 0 0 E L 1 6 V 0」との、それぞれ任意の製造ロットから抽出した製品のバッファ 2 a の伝播遅延時間と温度特性との相関を示している。これらの製品と、これらの製品の属する製造ロットの伝播遅延

F009854

時間に相当する周波数温度特性を有するSAW共振子とを組み合わせることで、電圧制御型SAW発振器1Aの周波数温度特性を補正することが可能となる。

【0096】

(4) NTCサーミスタによる周波数温度特性の補正NTCサーミスタ (R_t) 5は、図10にその抵抗値Rの温度特性を示すように、温度が高いほど抵抗値が低くなる負の温度特性を有している。なお、この図において、縦軸(抵抗値R)はLOGスケールである。

【0097】

図11は、このインピーダンス回路 (Z_d) 4のNTCサーミスタ (R_t) 5の抵抗値Rを変化させた場合の各々の周波数-伝達位相特性を示す図である。同図に矢印で示すように、周波数-伝達位相特性は、抵抗値Rが小さいほど、このインピーダンス回路 (Z_d) 4の共振周波数 F_A を中心に左回りに回転したような特性に変化する。言い換えれば、抵抗値Rが小さいほど、周波数-伝達位相特性は平坦な特性に近づき、周波数変化に対する位相伝達量の変化が小さくなる。

【0098】

また、図12は、このインピーダンス回路 (Z_d) 4の共振周波数 F_A より高い任意の周波数 F_1 (図11参照) での温度-伝達位相特性を示す図である。図12に示すように、インピーダンス回路 (Z_d) 4は、温度が低い場合は温度変化による伝達位相の変化量は小さいのに対し、温度が高い場合は温度変化による伝達位相の変化量が大きくなる。すなわち、このインピーダンス回路 (Z_d) 4は、周波数が高い領域、具体的には、共振周波数 F_A より周波数が高い領域では、温度が低い場合に比して、温度が高い場合の伝達位相の変化量が大きい、という特性を有することとなる。

【0099】

このため、図26に示したように、従来の電圧制御型SAW発振回路では、発振周波数 F が高い領域、即ち、制御電圧 V_c が大きいときは周波数変化の感度は小さく、発振周波数 F が低い領域、即ち、制御電圧 V_c が小さいときは周波数変化の感度は大きくなっていたのに対し、本実施形態に係る電圧制御型SAW発振

F009854

器 1 A は、インピーダンス回路 (Z d) 4 によって周波数が高い領域での伝達位相の変化量を大きくすることができるため、発振周波数 F が高い場合でも周波数変化の感度を大きくすることができる。

【0100】

したがって、図 1 3 に電圧制御型 SAW 発振器 1 A の制御電圧 V_c - 発振周波数 F の特性を示すように、電圧制御型 SAW 発振器 1 A は、温度が高くても制御電圧 V_c に対する周波数変化の感度を他の温度域の場合とほぼ同じにすることができる。また、上述したように、温度と制御電圧 V_c とが一定の場合には、NTC サーミスタ (R_t) 5 の抵抗値 R を小さくするほど、周波数変化に対する位相伝達量の変化を小さくできるため (図 1 1 参照)、図 1 4 に電圧制御型 SAW 発振器 1 A の発振周波数 F の温度特性を示すように、広い温度範囲で発振周波数 F の温度変化を低減することができる。特に、図 2 7 に示した従来の温度特性と比較して、高温域での発振周波数下の温度変化を大幅に低減することが可能となる。

【0101】

以上の記述から明らかなように、本実施形態に係る電圧制御型 SAW 発振器 1 A によれば、NTC サーミスタ (R_t) 5 を並列接続したインピーダンス回路 (Z d) 4 を用いたことによって、広い温度範囲、特に高温域での制御電圧 V_c - 発振周波数 F の特性を改善でき、かつ、発振周波数 F の温度変化を低減することができる。

【0102】

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

【0103】

(1) 本実施形態の SAW 共振子は、図 6 に示したように、従来の SAW 共振子に比べて温度領域全体で周波数温度特性は改善されている。例えば、 -5°C において、SAW 共振子における周波数温度特性は、従来の SAW 共振子の周波数温度特性に比べてほぼ $1/2$ 程度にまで改善されていることが判る。

【0104】

F009854

図15は、バッファ2aの伝播遅延時間で補正されたSAW共振子の周波数温度特性を示す図である。即ち、図15は、図9に示したSAW共振子の周波数温度特性曲線(a)と、図7で説明した伝播遅延時間の温度特性を利用して補正されたSAW共振子の周波数温度特性曲線(b)との関係を示している。伝播遅延時間の温度特性を利用することにより、SAW共振子の特性曲線(a)を、矢印Y1で図示した方向に所定量回転させることによって補正されたSAW共振子の特性曲線(b)が得られる。さらに、NTCサーミスタの温度特性を利用することにより、SAW共振子の特性曲線(b)を、矢印Y2で図示した方向に周波数可変特性の温度変動を改善させることによって補正されたSAW共振子の特性曲線(c)が得られる。尚、図15の曲線(d)は、AT水晶振動子の周波数温度特性である。図15から明らかなように、このAT水晶振動子の特性と比較すると、使用温度範囲において、SAW共振子の特性曲線(a)は、ほぼ同程度まで補正されるということが判る。

【0105】

本実施形態の電圧制御型SAW発振器の周波数温度補償手段として、周波数温度特性が改善されたSAW共振子を使用し、さらに、差動増幅器から構成されるバッファの伝播遅延時間の温度特性を利用したものである。図16は、電圧制御型SAW発振回路における発振周波数の温度特性の一例を示す図である。この伝播遅延時間の温度特性を利用した結果、図16に示すように、広い温度範囲で発振周波数Fの温度変化を低減することができる。図25に示した従来のAT水晶振動子とほぼ同程度の周波数温度特性が得られるという効果がある。

【0106】

(2) また、AT水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保され必要な周波数可変範囲を小さくできる結果、電圧制御移相回路の制御電圧幅も小さくすることができる。そして、電源電圧が低電圧化されても、システム仕様を満足させるのに必要な周波数可変範囲を容易に補償することができるという効果が得られる。

【0107】

F009854

(3) SAW共振子の周波数温度特性を、さらに補正するに当たり、増幅器の伝播遅延時間の温度特性を利用しているので、専用の温度補償回路を新たに設ける必要がない。この結果、発振回路の大規模化が抑制され、電圧制御型発振器の超小型化、低価格化を図ることができるという効果がある。

【0108】

(4) SAW共振子を用いることで所望の高周波発振信号が直接得られ、逡倍回路が必要なくなるので、電圧制御型発振器の超小型化、低価格化を図ることができる。

【0109】

そして、SAW共振子はAT水晶振動子のような副振動がないので主振動と結合することがなく、又、不要なスプリアスも存在しない。そして、周波数を逡倍化するための逡倍回路を必要としないので、高調波が発生することもなくなる。従って、AT水晶振動子の副振動、不要なスプリアスや高調波に起因するジッタが発生することのない電圧制御型発振器を実現することができるという効果が得られる。

【0110】

さらに、帰還バッファ用差動増幅器は複数の出力端子を備えているので、一方から正帰還発振ループ用出力信号を出力し、空き端子となる他方の出力端子は、例えば、後述するクロック変換器における帰還ループ用出力信号の出力として用いることができる。

【実施例2】**【0111】**

次に、実施例2の形態について説明する。

【0112】

図17は、本実施形態における電圧制御型SAW発振器(VCSO)1Bの構成を示すブロック図である。

【0113】

F009854

図 1 との差異は、差動増幅器の代わりに入出力が単一型の増幅器を用いる点にある。即ち、発振用増幅器 3 1 の出力に複数の増幅器 3 2 - 1 ~ 3 2 - n, 3 3 を並列接続し、正帰還発振ループを形成する帰還バッファ用増幅器 3 3、及び、外部に出力するための出力用増幅器 3 2 - 1 ~ 3 2 - n として用いる点にある。

【0114】

図 1 7 において、バッファ 2 b は、図 1 に示す差動増幅器の代わりに入出力が単一型の増幅器 3 1, 3 2 - 1 ~ 3 2 - n, 3 3 を用い、発振用増幅器（第 1 の増幅器）3 1 の出力段に複数の増幅器 3 2 - 1 ~ 3 2 - n, 帰還バッファ用増幅器（第 2 の増幅器）3 2 を並列に接続している。そして、発振用増幅器 3 1, 帰還バッファ用増幅器 3 3, 電圧制御移相回路 3 及び SAW 共振子 X とによって正帰還発振ループを形成する。又、複数の増幅器（第 3 の増幅器）3 2 - 1 ~ 3 2 - n のうちいずれか 1 つの増幅器 3 2 - m ($m = 1 \sim n$) は帰還ループを構成し、この増幅器 3 2 - m を除いた増幅器 3 2 - 1 ~ 3 2 - n は外部へクロック信号を出力するための出力用増幅器を構成する。

【0115】

尚、この場合のバッファ 2 b の伝播遅延時間とは、電圧制御型 SAW 発振器 1 B において、発振用増幅器 3 1 とこれに直列に接続される帰還バッファ用増幅器 3 3 との間の位相遅れを時間で表わしたものである点は、実施例 1 の形態と同じである。これらの点以外は、実施例 1 の形態と同一であるので、同一ブロックには同一符号を付してその詳細な説明は省略する。

【0116】

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

【0117】

上述した実施例 1 の形態と同様な効果が得られるとともに、次のような効果が得られる。

【0118】

本実施形態によれば、図 1 7 に示すように、単一型の増幅器からなる発振用増幅器 3 1 の出力が、バッファ 2 b の内部に設けた複数の出力用増幅器によって分

F009854

岐される。そして、いずれか1つの出力用増幅器より帰還ループ用出力信号を出力し、これを除いた複数の出力用増幅器からクロック信号を出力している。このような出力の仕方により、電圧制御型発振器の外部に余分なバッファ回路を追加する必要がないという効果が得られる。

【0119】

又、従来の電圧制御型SAW発振器のようにバッファの外部にバッファ回路を設けると、クロック信号を出力するための出力用増幅器と外部に設けたバッファ回路との間を接続する配線により、それぞれの信号が相互に干渉しあう虞がある。又、バッファからの帰還ループ用出力信号とバッファ回路から出力されるクロック信号との間に位相差が生じてしまうことがある。これらの場合、本実施形態によれば、バッファ内部において、発振用増幅器31の出力信号を複数の出力用増幅器へ分配することができる。従って、出力用増幅器から出力されるクロック信号と帰還バッファ用増幅器33から出力される信号と、例えば、後述するクロック変換器の帰還ループ用として用いる出力信号との間に位相差が生じることはなくなる。

【実施例3】

【0120】

次に、実施例3の形態について、説明する。

【0121】

図18は、本実施形態におけるクロック変換器の構成を示すブロック図である。

【0122】

本実施形態では、実施例1の形態で説明した電圧制御型SAW発振器1Aを適用したクロック変換器について説明する。このクロック変換器の特徴は、周波数温度特性の改善を図ったSAW共振子Xを用いた電圧制御型SAW発振器1Aの帰還ループ用出力端子LPOを用いて、帰還ループを形成する点にある。即ち、図1に示す電圧制御型SAW発振器1Aを構成する帰還バッファ用差動増幅器2

F009854

3における複数の出力信号のうちいずれかを、帰還ループ用出力信号とする点にある。

【0123】

図18に示すクロック変換器50aは、位相比較部55と、ループフィルタ(LPF)53と、電圧制御型SAW発振器1Aとによって構成されている。また、位相比較部55は、入力分周回路(分周比: $1/P$)51と、位相比較回路(PD)52と、帰還分周回路(分周比: $1/N$)54とにより構成されている。位相比較部55は、通常、集積回路(IC)化されている。

【0124】

このような構成において、例えば、クロック変換器50aに155.52MHzで入力されたクロック信号F1は、622.08MHzのクロック信号F2に周波数変換されて出力される。

【0125】

電圧制御型SAW発振器1Aは、実施例1の形態で説明したSAW共振子を用いた発振器である。クロック変換器50aの帰還ループ用出力信号Sとして、この電圧制御型SAW発振器1Aの帰還バッファ用差動増幅器23の出力端子Q1からの出力信号を使用している。この結果、従来、電圧制御型SAW発振器の出力信号を使用した場合と比べて、これに接続する図示しない負荷回路との相互の影響をなくすることができる。

【0126】

ループフィルタ53は、位相比較回路52の差動動作によって発生したノイズを除去(位相差信号を平滑化)して、制御電圧 V_c を電圧制御型SAW発振器1Aの電圧制御移相回路3に供給する。尚、入力分周回路(分周比: $1/P$)51は、入力側のクロック信号を分周して位相比較回路52へ入力するための分周器である。帰還分周回路(分周比: $1/N$)54は、電圧制御型SAW発振器1Aの帰還ループ用出力端子LP0からの帰還ループ用出力信号Sを分周して位相比較回路52に供給するための分周器である。

【0127】

F009854

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

【0128】

(1) 本実施形態のクロック変換器50aは、周波数温度特性が改善されたSAW共振子Xを用い、これの周波数温度特性を補正した電圧制御型SAW発振器1Aを備えている。図19は、電圧制御型SAW発振回路を適用したクロック変換器における発振周波数の温度特性の一例を示す図である。即ち、図19に示すように、広い温度範囲で発振周波数Fの温度変化を低減することができる。図25に示した従来のAT水晶振動子を使用した場合とほぼ同程度の周波数温度特性が確保される結果、電圧制御型SAW発振器1Aに対する狭い制御電圧幅で、市場から要求されているシステム精度を満足させることができるという効果が得られる。

【0129】

(2) 従来の制御電圧幅による周波数可変範囲とした場合は多くのマージンが確保される結果、システム側からのシステム精度の拡張という仕様変更に対して容易に応じることができるという効果が得られる。

【0130】

(3) 狭い制御電圧幅で電圧制御型SAW発振器1Aの周波数可変範囲を制御できるので、この制御電圧を生成するループフィルタ53の構成を簡易にできる。併せて、狭い制御電圧幅で周波数を制御できる結果、電源電圧が低電圧化されても必要な周波数可変範囲を容易に補償でき、かつ、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できるという効果が得られる。

【0131】

(4) ジッタが大幅に低減され、かつ、専用の温度補償回路等を不要とする電圧制御型SAW発振器1Aを使用しているので、自己に起因するジッタの少ない超小型化、低価格化が図られたクロック変換器50aを実現できるという効果が得られる。

【0132】

F009854

(5) 本実施形態のクロック変換器50aは、電圧制御型SAW発振器1Aが備える帰還ループ用出力端子LP0を用いて、帰還ループを形成している。即ち、実施例1の形態で説明した帰還バッファ用差動増幅器23は複数の出力端子を備えているので、空き端子となる他方の出力端子Q1は、帰還ループ用出力信号SQ1の出力として用いることができる。外部に出力される帰還ループ用出力信号SQ1は、外付のバッファ回路を接続することなく外部回路と直接接続できる、という効果が得られる。

【0133】

(6) 帰還ループ用出力端子LP0を用いた結果、従来のような電圧制御型SAW発振器の出力に外付け用のバッファ回路が不要となるので、クロック変換器50aの超小型化、低価格化を図ることができるという効果が得られる。

【0134】

(7) クロック変換器50aに使用する電圧制御型SAW発振器1Aを、実施例2の形態による単一型の増幅器を用いた電圧制御型SAW発振器1Bに置き代えても、上記した効果と同様の効果を奏する。

【実施例4】**【0135】**

次に、実施例4の形態について、説明する。

【0136】

本実施形態として、上記した実施例3の形態によるクロック変換器を電子機器に適用した場合について説明する。

【0137】

本実施形態のクロック変換器は、たとえば、10Gbit/sの光インタフェースにおける光トランシーバ用モジュールなどの電子機器にも応用することができる。

【0138】

図20は、実施例3の形態によるクロック変換器を用いた10Gbit/sの光インタフェースにおける光トランシーバ用モジュールの構成を示すブロック図

F009854

である。光ネットワーク向けの光トランシーバ用モジュール70は、例えば、サーバ用コンピュータと光ネットワークとの間で、光／電気変換及び電気／光変換と多重化及び分離化のためのインタフェース機能を実現するモジュールである。この光トランシーバ用モジュール70は、クロック変換器50aで生成された高周波のクロック信号を多重化部(MUX)71の基準クロック信号として供給する。

【0139】

各ブロックはそれぞれ次のような機能を備えている。多重化部71は、下位のシステムから受信した複数の送信低速データ(TxDATA×N)を多重化する。ここで、Nは整数であって、例えば、N=16である。電気／光変換部(TxEO)72は電気信号を光信号(OPOUT)に変換して光伝送路に送出し、光／電気変換部(RxOE)75は光伝送路から受信した光信号(OPIN)を電気信号に変換する。多重分離化部(DemUX/CDR)74は、光／電気変換部75によって電気信号に変換された受信データを複数の受信低速データ(RxDATA×N)に分離する。クロック変換器50aは、低周波のクロック信号を高周波数の基準クロック信号に変換して、多重化部71へ供給する。選択部76は、低周波数の外部クロック信号(TxREF)または多重分離化部74からのクロック信号RCLKのいずれかを選択してクロック変換器50aへ供給する。

【0140】

次に、光トランシーバ用モジュール70の動作について説明する。クロック変換器50aは、選択部76によって選択された低周波数の外部クロック信号(TxREF)を高周波数のクロック信号HCLKに変換する。例えば、選択部76が64KHz～155.52MHzの低周波数の外部クロック信号(TxREF)を選択してクロック変換器50aへ供給すると、クロック変換器50aは、600MHz帯の622.08MHzの高周波数のクロック信号HCLKに変換して多重化部71へ供給する。これによって、電気／光変換部72において622

F009854

． 0 8 M H z の電気信号が光信号（O P O U T）に変換されて光伝送路へ送出される。

【0 1 4 1】

また、多重分離化部 7 4 は、CDR（C l o c k a n d D a t a R e c o v e r y）機能により、光／電気変換部 7 5 から受信した光信号（O P I N）のデータから高周波数のクロック信号 R C L K を抽出する。選択部 7 6 が、この抽出したクロック信号 R C L K を選択した場合は、クロック変換器 5 0 a でジッタが多く含まれたクロック信号 R C L K のジッタが低減され、ジッタの少ない高周波数のクロック信号 H C L K が多重化部 7 1 へ供給される。図 2 1 は、実施例 3 の形態のクロック変換器を適用した 1 0 G b i t / s の光トランシーバ用モジュールの構成における発振周波数の温度特性の一例を示す図である。この伝播遅延時間の温度特性を利用した結果、図 2 1 に示すように、広い温度範囲で発振周波数 F の温度変化を低減することができる。

【0 1 4 2】

以上説明したように、図 2 5 に示した従来の A T 水晶振動子の場合と同程度の周波数温度特性が確保される電圧制御型 S A W 発振器 1 A を適用したクロック変換器 5 0 a を光トランシーバ用モジュール 7 0 に用いている。

【0 1 4 3】

以上詳述したように本実施形態によれば、以下の効果が得られる。

【0 1 4 4】

（1）ジッタの多く含んだクロック信号 R C L K を入力しても、クロック変換器 5 0 a は、狭い制御電圧幅で周波数可変範囲が補償されて、変換されたクロック信号の周波数偏差を高精度に維持できるので、非常にジッタの少ない高周波数のクロック信号 H C L K を生成して多重化部 7 1 へ供給することができる。

【0 1 4 5】

又、このようなジッタの少ないクロック信号 H C L K が多重化部 7 1 へ供給されることにより、多重化部 7 1 において多重化する送信低速データ（T x D A T A × N）とクロック信号 H C L K との間におけるタイミングマージンが確保され

F009854

る。この結果、多重化部71の送信データの誤動作を防止することができると共に、動画像のような大量のデータが伝送できる10Gbit/sに代表される高速ネットワークシステムにおいて、安定した動作を容易に確保できる、という効果が得られる。

【0146】

(2) SAW共振子Xの周波数温度特性を補正するに際し、増幅器の伝播遅延時間の温度特性を利用して専用の温度補償回路を不要とする等、超小型化、低価格化を図った電圧制御型発振器を採用したクロック変換器50aを備えている。この結果、光トランシーバ用モジュールの小型化、低価格化を実現できるという効果が得られる。

【0147】

(変形例) 本願発明は、上述した実施形態に限らず種々の態様で実施することができる。例えば、以下のような変形実施が可能である。

【0148】

<第1変形例> 上記した実施形態の増幅器は、バイポーラトランジスタを使用して構成した実施例を示し説明したが、トランジスタの種類が異なるMOSトランジスタにより構成してもよい。

【0149】

<第2変形例> 又、電圧制御型発振器をネットワーク用の光トランシーバ用モジュールに用いるクロック変換器50aに応用する場合について説明したが、発振回路、特に高周波発振回路を必要とする携帯電話などの無線通信機器など各種電子機器に適用することが可能である。

【0150】

<第3変形例> 水晶振動子、セラミック振動子やSAW共振子等の圧電振動子を構成する圧電材料について、水晶の他、他の圧電材料としてランガサイトや四ほう酸リチウムを用いた構成としてもよい。

【0151】

F009854

＜第4変形例＞実施例1の（3）項で説明した周波数温度特性の補正は、バッファの伝播遅延時間の温度特性を利用するというものであり、周波数温度特性の改善が図られたSAW共振子だけでなく、従来のSAW共振子にも適用できる。

【図面の簡単な説明】

【0152】

【図1】本実施例1の形態における電圧制御型SAW発振器の構成を示すブロック図。

【図2】ECLラインレシーバの回路構成を示す回路図。

【図3】電圧制御移相回路の構成を示す回路図。

【図4】SAW共振子に使用される水晶片の結晶軸に対するカット角度を示す図。

【図5】SAW共振子の周波数温度特性を示す図である。

【図6】SAW共振子の周波数温度特性をAT水晶振動子及び従来のSAW共振子の場合と比較した図。

【図7】バッファの伝播遅延時間の温度特性を示す特性図。

【図8】SAW共振子の位相－周波数特性を示す図。図8（a）は、一例としてのバッファ2aの伝播遅延時間と温度特性との相関図。図8（b）は、実在する製品のバッファ2aの伝播遅延時間と温度特性との相関を示す図。

【図9】SAW共振子の周波数温度特性の一例を示す図。

【図10】NTCサーミスタの抵抗値の温度特性を表わす図。

【図11】NTCサーミスタを並列に接続したときのタンク回路の周波数対伝達位相特性を示す図。

【図12】NTCサーミスタを並列に接続したときのタンク回路における伝達位相の温度特性を示す図。

【図13】電圧制御型SAW発振回路において、温度を可変したときの制御電圧対発振周波数を示す図。

【図14】電圧制御型SAW発振回路における発振周波数の温度特性を示す図。

F009854

【図15】バッファの伝播遅延時間の温度特性により補正されたSAW共振子の周波数温度特性を示す図。

【図16】電圧制御型SAW発振回路における発振周波数の温度特性の一例を示す図。

【図17】本実施例2の形態における電圧制御型SAW発振器の構成を示すブロック図。

【図18】本実施例3の形態における、実施例1の形態の電圧制御型SAW発振器を適用したクロック変換器の構成を示すブロック図。

【図19】電圧制御型SAW発振回路を適用したクロック変換器における発振周波数の温度特性の一例を示す図。

【図20】本実施例4の形態における、実施例3の形態のクロック変換器を適用した10Gbit/sの光トランシーバ用モジュールの構成を示すブロック図。

【図21】実施例3の形態のクロック変換器を適用した10Gbit/sの光トランシーバ用モジュールの構成における発振周波数の温度特性の一例を示す図。

【図22】従来の一般的に用いられるコルピッツ型の電圧制御型発振器の構成を示す回路図。

【図23】従来の一般的に用いられる電圧制御型水晶発振器の構成を示すブロック図。

【図24】従来の電圧制御型発振器を用いた従来のクロック変換器の構成を示すブロック図。

【図25】AT水晶振動子と従来のSAW共振子の周波数温度特性を示す図。

【図26】従来の電圧制御型SAW発振回路において、正帰還発振ループ内の位相の変化に対する周波数変動の感度を表わす図。

【図27】従来の電圧制御型SAW発振器の発振周波数Fの温度特性を示す特性曲線図。

F009854

【符号の説明】

【0153】

1 A, 1 B…電圧制御型SAW発振器 (VCSO) (電圧制御型発振器)、2 a, 2 b…バッファ、3…電圧制御移相回路、4…インピーダンス回路 (Zd)、5…NTCサーミスタ (Rt)、X…SAW共振子、21…発振用差動増幅器 (第1の差動増幅器)、22…出力用差動増幅器 (第3の差動増幅器)、23…帰還バッファ用差動増幅器 (第2の差動増幅器)、31…発振用増幅器 (第1の増幅器)、32-1~32-n…増幅器 (第3の増幅器)、33…帰還バッファ用増幅器 (第2の増幅器)、50a…クロック変換器、51…入力分周回路 (分周比: $1/P$)、52…位相比較回路 (PD)、53…ループフィルタ (LF)、54…帰還分周回路 (分周比: $1/N$)、55…位相比較部、70…光トランシーバ用モジュール、71…多重化部 (MUX)、72…電気/光変換部 (Tx E-O)、74…多重分離化部 (DeMUX/CDR)、75…光/電気変換部 (Rx O-E)、76…選択部。

F009854

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 SAW共振子Xの周波数温度特性を補正して制御電圧幅の小さい電圧制御型発振器、この電圧制御型発振器を備えたクロック変換器およびこのクロック変換器を用いた電子機器を提供する。

【解決手段】 電圧制御型発振器1Aは、外部からの制御電圧 V_t により入力信号の位相を所定量ずらし出力する電圧制御移相回路3と、SAW共振子Xと、SAW共振子Xからの所定の共振周波数を有する共振信号を入力し、所望の周波数のクロック信号を出力し、正帰還発振ループ用出力信号を出力するバッファ2aとを備え、電圧制御移相回路3と、SAW共振子Xと、バッファ2aとにより正帰還発振ループを形成し、バッファ2aの伝播遅延時間の温度特性を利用して、SAW共振子Xの周波数温度特性を所定量回転させSAW共振子Xの周波数温度特性を補正している。

【選択図】 図1